



REC'D 26 JUN 2000

WIPO

PCT

FR00/1448

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **13 JUIN 2000**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

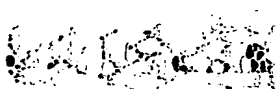
PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE

26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30.



REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES **27.MAI 1999**
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL **99 06710 -**
DÉPARTEMENT DE DÉPÔT **75**
DATE DE DÉPÔT **27 MAI 1999**

1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE

CABINET REGIMBEAU
26, Avenue Kléber
75116 PARIS

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention ☐ demande divisionnaire
☐ certificat d'utilité ☐ transformation d'une demande de brevet européen

☒ demande initiale
☐ brevet d'invention

n° du pouvoir permanent références du correspondant téléphone
237691 LJ **01 45 00 92 02**
date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé ☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance ☐ oui ☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

Filtre passe-bande à réduction de la fréquence porteuse

3 DEMANDEUR (S) n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

FRANCE TELECOM

Forme juridique

SOCIÉTÉ ANONYME

Nationalité (s) **Française**

Adresse (s) complète (s)

6, place d'Alleray 75015 PARIS

Pays

FR

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 INVENTEUR (S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui ☒ non Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois ☐ requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 DIVISIONS

antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire)

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

[Signature]
92-1234

[Signature]

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DEPARTEMENT DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg

75800 Paris Cédex 08

Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

7906710

TITRE DE L'INVENTION :

Filtre passe-bande à réduction de la fréquence porteuse

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

FRANCE TELECOM

6, place d'Alleray 75015 PARIS

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

MORCHE Dominique

4, allée des Amphores


38240 Meylan, FR

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du (des) demandeur (s) ou du mandataire

27 mai 1999

CABINET REGIMBEAU


92-1234

DOCUMENT COMPORTANT DES MODIFICATIONS

[illegible]

Un changement apporté à la rédaction des revendications d'origine, sauf si celui-ci découle des dispositions de l'article R.612-36 du code de la Propriété Intellectuelle, est signalé par la mention « R.M. » (revendications modifiées).

L'invention concerne les filtres analogiques passe-bande et plus
5 particulièrement ceux présentant une force sélectivité à des fréquences
élevées, typiquement quelques centaines de MHz.

L'invention concerne ainsi notamment les architectures d'extrémité
avant (ou « front end » en anglais) de récepteurs ou d'émetteurs de signaux
radiofréquences.

10 Une des applications de l'invention concerne l'intégration d'une partie
analogique d'un récepteur de terminal mobile de type GSM, l'objectif de
cette partie analogique étant d'amplifier le signal reçu par les antennes à
une fréquence très élevée, de sélectionner une bande de fréquences qui
intéresse l'utilisateur du terminal, et de ramener cette bande de fréquence à
15 une fréquence faible.

De manière connue, la sélection d'une bande de fréquence se fait
par filtrage. Le filtrage intégré habituel ne permet pas d'obtenir des
coefficients de qualité élevée. Pour sélectionner une bande étroite qui
correspond à la bande de fréquence d'un utilisateur, il faut donc en général
20 soit utiliser un filtre externe (connu sous le nom de « SAW ») ou diminuer la
fréquence porteuse du signal.

Une telle opération de diminution de la fréquence porteuse, appelée
transposition de fréquence, se fait généralement à l'aide de multiplieurs
analogiques. L'un des problèmes majeurs de cette transposition de
25 fréquences est la formation d'une fréquence image qui vient s'ajouter au
signal désiré. Pour cette raison, il n'est pas simple avec les dispositifs
connus de diminuer la fréquence sans l'utilisation d'un filtre extérieur
(notamment un filtre SAW) qui vient éliminer la fréquence image.

Pour réaliser un filtrage étroit d'un canal situé à haute fréquence, on
30 a proposé dans la demande de brevet FR 95 05847, un montage tel que
celui représenté à la figure 1 dans lequel on effectue sur deux branches
parallèles à chaque fois une transposition de fréquence d'un même signal
d'entrée à filtrer, puis un filtrage passe-bas, puis à nouveau une

transposition de fréquence jusqu'à la fréquence originale du signal d'entrée. Pour éviter le repliement de la fréquence image dans le canal utile, on utilise pour les quatre transpositions réalisées, deux signaux seulement qui sont en quadrature de phase et ces deux signaux sont chacun envoyés sur
5 chacune des deux branches selon un croisement permettant de compenser d'éventuels écarts de déphasage.

On propose également dans ce document d'utiliser un déphaseur RC-CR tel que celui représenté à la figure 2, qui garantit la quadrature entre les deux signaux. Toutefois, lorsque la fréquence d'un oscillateur placé en
10 entrée du déphaseur est légèrement différente de la fréquence de coupure du déphaseur, les deux signaux de sortie ne sont pas d'amplitude égale.

Ce phénomène est compensé dans ce dispositif de l'art antérieur par le croisement des signaux en quadrature à l'intérieur du montage.

On a également proposé dans « A High Q200 MHz Low – Power
15 Fully Integrated Bandpass IF filter » CICC'98, un tel croisement des signaux en quadrature à l'intérieur d'une structure d'un filtre passe-bande.

Ces dispositifs, s'ils permettent de réaliser un filtrage à une fréquence très élevée, ne permettent pas par contre de diminuer (dans le cas d'un récepteur) ou d'augmenter (dans le cas d'un émetteur) la
20 fréquence porteuse du signal, bien qu'il mette en œuvre quatre multiplieurs.

Le but de l'invention est de proposer un procédé et un dispositif pour le filtrage étroit d'un signal de fréquences élevées qui permettent également de diminuer la fréquence porteuse de ce signal tout en faisant appel à un faible nombre de multiplieurs.

25 Ce résultat est obtenu avec un procédé de filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange et d'un deuxième signal de mélange sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premier et deuxième signaux
30 transposés. On filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas, (les fréquences des signaux de transposition et les bandes passantes des filtres passe-bas étant reliées à la fréquence du signal d'entrée et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande).

Puis on effectue des transpositions de fréquence respective sur le premier signal transposé filtré et le deuxième signal transposé filtré à l'aide de deux signaux de mélange de sortie respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus. Ces transpositions sont

5 caractérisées en ce que les signaux de mélange de sortie sont choisis différents de la fréquence des premier et deuxième signaux de transposition de telle façon que le signal de sortie se trouve dans un intervalle de fréquence souhaité.

L'invention propose également pour atteindre ce but un dispositif de

10 filtrage passe-bande comprenant deux voies parallèles de traitement disposées entre l'entrée et la sortie du dispositif, comportant chacune une cellule de filtrage passe-bas disposée entre un mélangeur amont et un mélangeur aval, et des moyens de transposition délivrant aux mélangeurs

15 amont deux signaux de mélange amont respectifs sensiblement en quadrature de phase et aux mélangeurs aval deux signaux de mélange aval respectifs sensiblement en quadrature de phase, et comportant un additionneur ou un soustracteur connecté aux sorties des mélangeurs aval, caractérisé en ce que les moyens de transposition sont prévus pour délivrer

20 des signaux de mélange avals de fréquence choisie différente de la fréquence des signaux de mélange amont de telle façon que le signal de sortie du filtre passe-bande se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité.

D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre, faite en

25 référence aux dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 représente le circuit conforme à l'état de la technique précédemment mentionné ;
- la figure 2 représente le circuit RC-CR conforme à l'état de la technique précédemment mentionné ;
- 30 - la figure 3 est un schéma de montage d'un circuit conforme à l'invention ;
- la figure 4 est un schéma de montage d'un déphaseur amont du circuit de la figure 3 ;

- la figure 5 est un schéma de montage d'un déphaseur aval du circuit de la figure 3.

Tel qu'illustré sur la figure 1, le filtre passe-bande de l'art antérieur, dont la largeur de la bande passante est égale à B , comporte une borne d'entrée BE pour recevoir un signal d'entrée SE de pulsation ω_e , et deux
 5 voies de traitement parallèles VT1 et VT2. Chaque voie de traitement comporte un mélangeur amont MA1 (MA2) suivi d'un filtre passe-bas F1 (F2) connecté à un mélangeur aval MV1(MV2). Les sorties respectives des mélangeurs aval sont reliées aux deux entrées d'un soustracteur STR dont
 10 la sortie est reliée à la borne de sortie BS du filtre.

Il est par ailleurs prévu des moyens de transposition MT délivrant deux signaux de mélange SM1 et SM2 de pulsation ω_0 , sensiblement en quadrature de phase. Le premier signal de mélange SM1 est délivré au mélangeur amont MA1 et le signal transposé résultant ST1 donne, après
 15 filtrage dans le filtre F1, un signal transposé filtré STF1 qui, après transposition dans le mélangeur aval MV1 à l'aide du deuxième signal de mélange SM2, fournit un signal retransposé STFT1 à l'une des entrées du soustracteur STR.

De même, le deuxième signal de mélange SM2 est délivré au
 20 mélangeur amont MA2 de façon à permettre l'obtention du signal transposé ST2 et, après filtrage, du signal transposé filtré STF2. Ce signal STF2 donne, après transposition dans le mélangeur aval MV2 à l'aide du premier signal SM1, le signal retransposé STFT2 délivré à l'autre entrée du soustracteur STR.

25 Après différence des deux signaux STFT1 et STFT2, le signal de sortie SSF est débarrassé de la bande latérale indésirable centrée sur la pulsation $2\omega_0 - \omega_e$, ce qui équivaut à éliminer l'influence du signal image du signal d'entrée.

Comme illustré sur la figure 3, le filtre passe-bande selon l'invention
 30 reprend une structure générale à deux voies de traitement parallèles VT1 et VT2, comportant chacune un mélangeur amont MA1 (MA2) suivi d'un filtre passe bas F1 (F2) connecté à un mélangeur aval MV1 (MV2).

Les sorties respectives des mélangeurs aval sont reliées aux deux entrées d'un soustracteur STR dont la sortie est reliée à la borne de sortie BS du filtre. Dans ce dispositif également, les deux mélangeurs amont reçoivent des signaux de transposition en quadrature de phase SM1 et SM2, et les deux mélangeurs aval MV1 et MV2 reçoivent également deux signaux de transposition en quadrature de phase.

Si l'on suppose, à des fins de simplification, que les signaux de mélange délivrés aux mélangeurs MA1 et MA2 sont respectivement de la forme $\sin(\omega_0 t)$ et $\cos(\omega_0 t)$, et que le signal d'entrée SE a pour pulsation ω_i , les signaux présents en sortie de ces mélangeurs présentent une première bande de fréquence centrée autour de la pulsation $(\omega_i - \omega_0)$ (et une deuxième bande de fréquence centrée autour de la pulsation $(\omega_i + \omega_0)$, éliminée par les filtres passe-bas F1 et F2).

ω_0 est donc choisi, en commun avec la largeur $B/2$ du filtre passe-bas F1, F2 de façon à ce que la relation $B > 2 |\omega_0 - \omega_i|$ soit vérifiée.

En d'autres termes, ω_0 est choisi de manière à réaliser une transposition de fréquence adaptée à la bande de fréquence utile que l'on souhaite filtrer, la limite supérieure B dépendant de la sélectivité souhaitée.

En sortie des filtres passe-bas F1 et F2, les signaux des deux branches sont alors soumis à une transposition de fréquences par multiplication avec des signaux oscillant à la pulsation ω_1 .

Les deux signaux de transposition appliqués sur les mélangeurs amont présentent une pulsation ω_0 différente de la pulsation ω_1 des deux signaux de transposition appliqués sur les mélangeurs aval.

Les signaux obtenus en sortie des mélangeurs aval sur chacune des deux branches présentent alors une première bande de fréquence centrée autour de la pulsation $(-\omega_i + \omega_0 + \omega_1)$ et une deuxième bande de fréquence centrée autour de la pulsation $(\omega_i - \omega_0 + \omega_1)$.

Les signaux SMV1 et SMV2 injectés respectivement sur les mélangeurs aval MV1 et MV2, étant en quadrature de phase, ainsi que les signaux SM1 et SM2 injectés sur les mélangeurs MA1 et MA2, une composante de chaque signal arrivant sur l'une des deux entrées du

soustracteur STR s'annule avec la composante correspondante du signal arrivant sur l'autre entrée du soustracteur. Celle restante des deux composantes du signal s'additionne à la composante restante de l'autre signal. Ainsi, une seule bande fréquentielle est obtenue en sortie du soustracteur STR, ici celle centrée sur la pulsation $(\omega_1 - \omega_0 + \omega_1)$.

Par un choix judicieux de ω_1 , on obtient donc une bande de fréquence centrée sur une fréquence de travail souhaitée.

Pour fournir les signaux en quadrature SM1 et SM2 et les signaux en quadrature SMV1 et SMV2, on propose dans le présent mode de réalisation de disposer en entrée des mélangeurs amont un ensemble formé d'un oscillateur LO à la fréquence ω_0 associé à un déphaseur MTM de type RC-CR, représenté à la figure 4. Ce déphaseur MTM se compose de deux cellules de déphasage CD1 et CD2 disposées respectivement entre la sortie de l'oscillateur local LO et les deux voies de traitement VT1 et VT2.

La première cellule de déphasage CD1 est une cellule capacitive-résistive comportant une capacité C dont une borne est connectée à une sortie de l'oscillateur LO et dont l'autre borne est connectée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R. L'autre cellule de déphasage CD2 est une cellule résistive-capacitive comportant une même résistance R dont une borne est reliée à la sortie de l'oscillateur LO et dont l'autre borne est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une capacité C identique à celle de la cellule CD1.

Après passage dans la cellule de déphasage CD1, le signal SL de sortie de l'oscillateur local LO subit un déphasage de $(90^\circ - \varphi)$ (par exemple 45°) défini par le produit R.C de façon à délivrer le premier signal de mélange SM1. La cellule de déphasage CD2 permet, puisque la résistance R est égale à la résistance R de la cellule CD1 et que sa capacité C est égale à la capacité C de la cellule CD1, de délivrer le deuxième signal de mélange SM2 présentant un déphasage égal à $-\varphi$ par rapport au signal de sortie de l'oscillateur LO.

Le déphaseur aval MTV reçoit sur son entrée un signal sinusoïdal à la pulsation ω_1 . Ce signal d'entrée est généré par division de fréquence à partir du signal de sortie à ω_0 de l'oscillateur LO, à l'aide d'un diviseur de fréquence de type connu.

- 5 Selon une variante, les deux signaux d'entrée des déphaseurs, respectivement à ω_0 et ω_1 , peuvent être tous deux obtenus par division de fréquence sur un signal de sortie d'un oscillateur, les deux rapports de division étant évidemment différents.

- 10 Le rapport entre les deux fréquences ω_0 et ω_1 est connu avec précision, et ici égal à un nombre rationnel, c'est à dire à un rapport de nombres entiers.

- 15 Le déphaseur aval MTV présente une structure semblable à celle du déphaseur amont MTM, comme on l'a représenté sur la figure 5. Pour ce deuxième déphaseur on adopte deux capacités C' ayant chacune une valeur de capacité mC où m est un nombre entier. Les deux résistances R' de ce déphaseur ont chacune une valeur de résistance égale à nR où n est un entier.

Selon une variante, le rapport m entre C' et C peut être un nombre rationnel, de même que le rapport n entre R' et R .

- 20 Les valeurs des résistances et des capacités des circuits MTM et MTV sont choisies de façon à ce que les pulsations de coupure de chacun de ces deux circuits soient égales aux pulsations des signaux qu'ils reçoivent à leurs entrées respectives, de sorte que l'on obtient un même gain sur les deux voies de filtrage VT1 et VT2, dans le cas des deux
25 déphaseurs.

- Les résistances et les capacités du deuxième déphaseur MTV présentent donc des valeurs R' et C' choisies de telle façon que le rapport $R'C'/RC$ est égal au rapport ω_0/ω_1 des pulsations des signaux issus de ces deux déphaseurs MTM et MTV. Le rapport ω_0/ω_1 est donc égal à un rapport
30 d'entiers.

Les déphaseurs MTM et MTV sont positionnés de manière opposée de sorte qu'une même branche parallèle VT1 ou VT2 reçoive de l'un des

déphaseurs le signal de sortie en avance de phase de ce déphaseur et de l'autre déphaseur la sortie en retard de phase de cet autre déphaseur. A titre de simplification, chacun des déphaseurs fournissant un signal sinus et un signal cosinus, la disposition des déphaseurs est telle qu'une même

5 branche VT1 ou VT2 reçoit de l'un des déphaseurs un signal en sinus et de l'autre des deux déphaseurs un signal en cosinus. Chaque branche est reliée à la cellule R-C d'un des déphaseurs et à la cellule C-R de l'autre déphaseur.

Du fait que les signaux d'entrée des déphaseurs sont fournis à

10 partir d'un même oscillateur L0, en cas de léger décalage d'une des deux fréquences ω_0 ou ω_1 , ce décalage se retrouve sur l'autre de ces deux fréquences, et les deux déphaseurs présentent un écart d'amplitude entre leurs deux sorties qui est le même. Les déphaseurs étant en positions inversées, chaque branche reçoit un signal amplifié et un signal alterné, de

15 sorte qu'une compensation des écarts d'amplitude dus à d'éventuelles variations des fréquences des oscillateurs prend place dans chaque branche et cette compensation est effective sur une grande bande de fréquences.

On choisit avantageusement ω_0 et ω_1 de telle façon que la valeur

20 de ω_0 soit égale à un nombre rationnel multiplié par la valeur de ω_1 . Ainsi, le rapport souhaité entre les valeurs des résistances des deux déphaseurs ainsi que le rapport souhaité entre les valeurs des capacités des deux déphaseurs sont des nombres rationnels facilement et précisément obtenus avec les techniques classiques de réalisation des circuits intégrés. De plus,

25 grâce au rapport égal à un nombre rationnel des fréquences de coupure, l'éventuelle différence d'amplitude entre sinus et cosinus sera particulièrement similaire pour les deux déphaseurs (mis à part l'erreur d'appariement des blocs, qui sera limitée puisqu'on a un rapport entier).

Il est également prévu d'adopter pour ces déphaseurs un rapport de

30 pulsations égal à un rapport d'entier et d'adopter des valeurs de résistances ou de capacités en fonction des entiers formant ce rapport. On peut choisir C et C' égaux et les résistances R' et R de telle façon que R'/R, c'est à dire

ω_0/ω_1 , soit un nombre entier ou rationnel. De même, on peut choisir R et R' égaux et C et C' de telle façon que C'/C, c'est à dire ω_0/ω_1 , soit égal à un nombre entier ou rationnel.

De plus, en réalisant les deux déphaseurs selon à chaque fois une
5 succession d'étapes similaires, un éventuel écart sur la fréquence de coupure ou sur la valeur de déphasage, dû à une imperfection de réalisation, se retrouve de manière similaire sur les deux circuits, de sorte que cet écart est compensé par le croisement des circuits.

L'utilisation de déphaseurs de type RC-CR permet toutefois
10 d'obtenir une bonne précision sur la phase.

L'invention permet donc de faciliter l'intégration complète dans un circuit intégré de la partie analogique du récepteur.

REVENDICATIONS

1. Procédé de filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer (SE)
5 à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange (SM1) et d'un deuxième signal de mélange (SM2) sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premiers (ST1) et deuxième (ST2) signaux transposés, et on filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas (F1, F2), la fréquence de ces signaux de
10 transposition (ω_0) et les bandes passantes des filtres passe-bas (B/2) étant reliées à la fréquence du signal d'entrée (ω_e) et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande, puis on effectue des transpositions de fréquence respectives sur le premier signal transposé filtré (STF1) et le deuxième signal transposé filtré (STF2) à l'aide de deux signaux de
15 mélange de sortie respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus, caractérisé en ce que la fréquence des signaux de mélange de sortie (SMV1, SMV2) est choisie différente de la fréquence des premiers et deuxièmes signaux de mélange de telle façon que le signal de sortie se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité.
- 20 2. Dispositif de filtrage passe-bande comprenant deux voies parallèles de traitement (VT1, VT2) disposées entre l'entrée (BE) et la sortie (BS) du dispositif, comportant chacune une cellule de filtrage passe-bas (F1, F2) disposée entre un mélangeur amont (MA1, MA2) et un mélangeur aval (MV1, MV2), et des moyens de transposition (LO, MTM, MTV) délivrant
25 aux mélangeurs amont (MA1, MA2) deux signaux de mélange amont respectifs sensiblement en quadrature de phase et aux mélangeurs aval (MV1, MV2) deux signaux de mélange aval respectifs sensiblement en quadrature de phase, et comportant un additionneur ou un soustracteur (STM) connecté aux sorties des mélangeurs aval, caractérisé en ce que les
30 moyens de transposition sont prévus pour délivrer des signaux de mélange avals de fréquence choisie (ω_1) différente de la fréquence des signaux de

mélange amont (ω_2) de telle façon que le signal de sortie du filtre passe-bande se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité.

3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que le rapport entre la fréquence des signaux de mélange amont (ω_0) et la fréquence des signaux de mélange aval (ω_1) est égal à un rapport d'entier.

4. Dispositif selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé en ce qu'il comporte un oscillateur (LO) couplé avec un premier déphaseur (MTM) pour produire les signaux de mélange amont et un oscillateur (LO) couplé avec un deuxième déphaseur (MTV) pour produire les signaux de mélange aval, et en ce que ces deux déphaseurs sont constitués par des circuits qui présentent chacun une fréquence de coupure entre leurs deux sorties déphasées qui est égale respectivement à la fréquence des signaux de mélange amont (ω_0) pour le premier déphaseur (MTM) et à la fréquence des signaux de mélange aval (ω_1) pour le deuxième déphaseur (MTV).

5. Dispositif selon l'une des revendications 2 à 4, caractérisé en ce qu'il comporte un oscillateur (LO) couplé à un premier déphaseur (MTM) formé par un circuit RC-CR pour fournir les signaux de mélange amont, et un oscillateur (LO) couplé à un deuxième déphaseur (MTV) formé d'un deuxième circuit RC-CR pour fournir les signaux de mélange aval.

6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les condensateurs (C, C') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent une même valeur de capacité et les résistances de ces circuits sont choisies de sorte que le rapport (n) de la valeur des résistances du deuxième circuit RC-CR sur la valeur des résistances du premier circuit RC-CR est égale au rapport (n) de la fréquence des signaux de mélange amont (ω_0) sur la fréquence des signaux de mélange aval (ω_1).

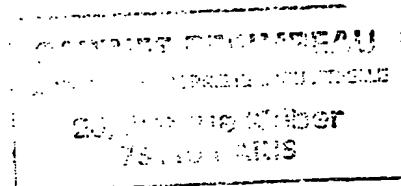
7. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les résistances (R, R') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent une même valeur et les capacités (C, C') de ces circuits sont choisies de sorte que le rapport (m) de la valeur des capacités du deuxième circuit RC-CR sur la valeur des capacités du premier circuit RC-CR est égale au rapport

(m) de la fréquence des signaux de mélange amont (ω_0) sur la fréquence des signaux de mélange aval (ω_1).

8. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les condensateurs (C, C') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent
5 des valeurs de capacités dont le rapport est égal à un rapport d'entiers, et en ce que les résistances (R, R') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent des valeurs de résistance dont le rapport est égal à un rapport d'entiers.

9. Dispositif selon l'une des revendications 5 à 8, caractérisé en ce
10 que les circuits RC-CR sont placés de manière opposée de façon à ce que chacune des deux branches parallèles (VT1, VT2) reçoive de l'un des deux circuits RC-CR le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de l'autre des deux circuits RC-CR le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

15 10. Procédé selon l'une quelconque des revendications 2 à 9, en combinaison avec la revendication 4, caractérisé en ce que l'oscillateur (LO) couplé au premier déphaseur (MTM) et l'oscillateur (LO) couplé au deuxième déphaseur (MTV) sont constitués par un même oscillateur, dont le signal de sortie est transposé en fréquence avant d'être transmis à l'un
20 des deux déphaseurs.



(m) de la fréquence des signaux de mélange amont (ω_0) sur la fréquence des signaux de mélange aval (ω_1).

8. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les condensateurs (C, C') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent
5 des valeurs de capacités dont le rapport est égal à un rapport d'entiers, et en ce que les résistances (R, R') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent des valeurs de résistance dont le rapport est égal à un rapport d'entiers.

9. Dispositif selon l'une des revendications 5 à 8, caractérisé en ce
10 que les circuits RC-CR sont placés de manière opposée de façon à ce que chacune des deux branches parallèles (VT1, VT2) reçoive de l'un des deux circuits RC-CR le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de l'autre des deux circuits RC-CR le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

15 10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 2 à 9, en combinaison avec la revendication 4, caractérisé en ce que l'oscillateur (LO) couplé au premier déphaseur (MTM) et l'oscillateur (LO) couplé au deuxième déphaseur (MTV) sont constitués par un même oscillateur, dont
20 le signal de sortie est transposé en fréquence avant d'être transmis à l'un des deux déphaseurs.

1/2

FIG. 1

Etat de la technique

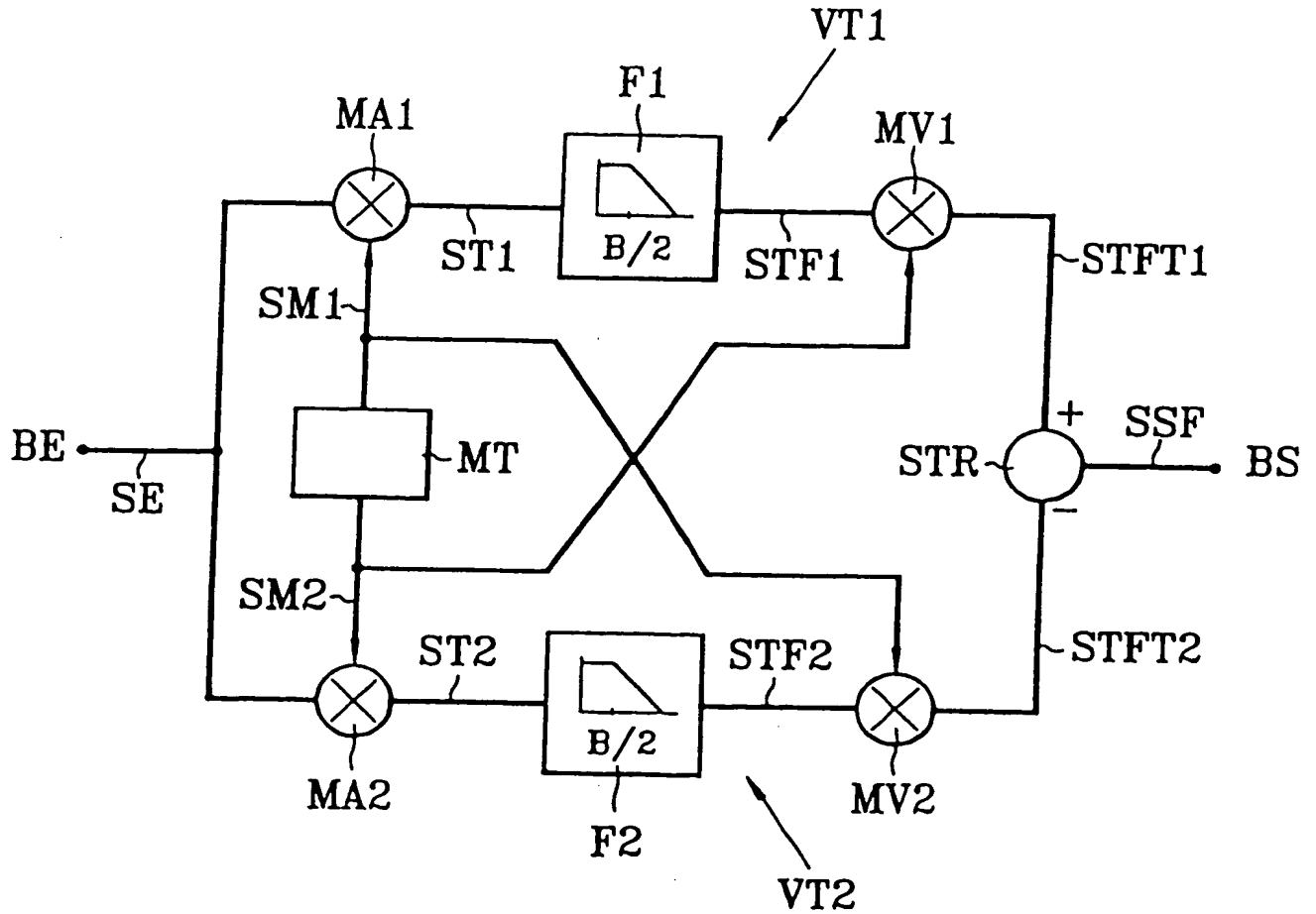
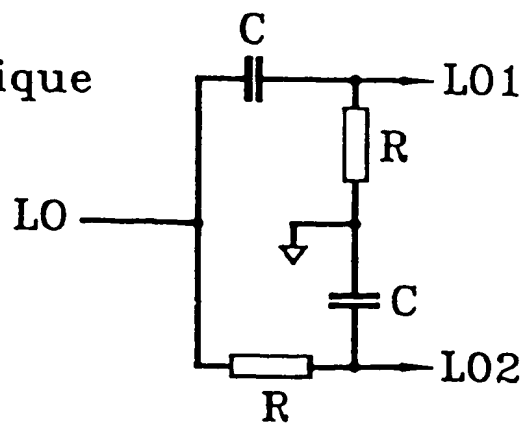


FIG. 2

Etat de la technique



CA 1071 RECHERCHES
ORIGINAL

2/2
FIG. 3

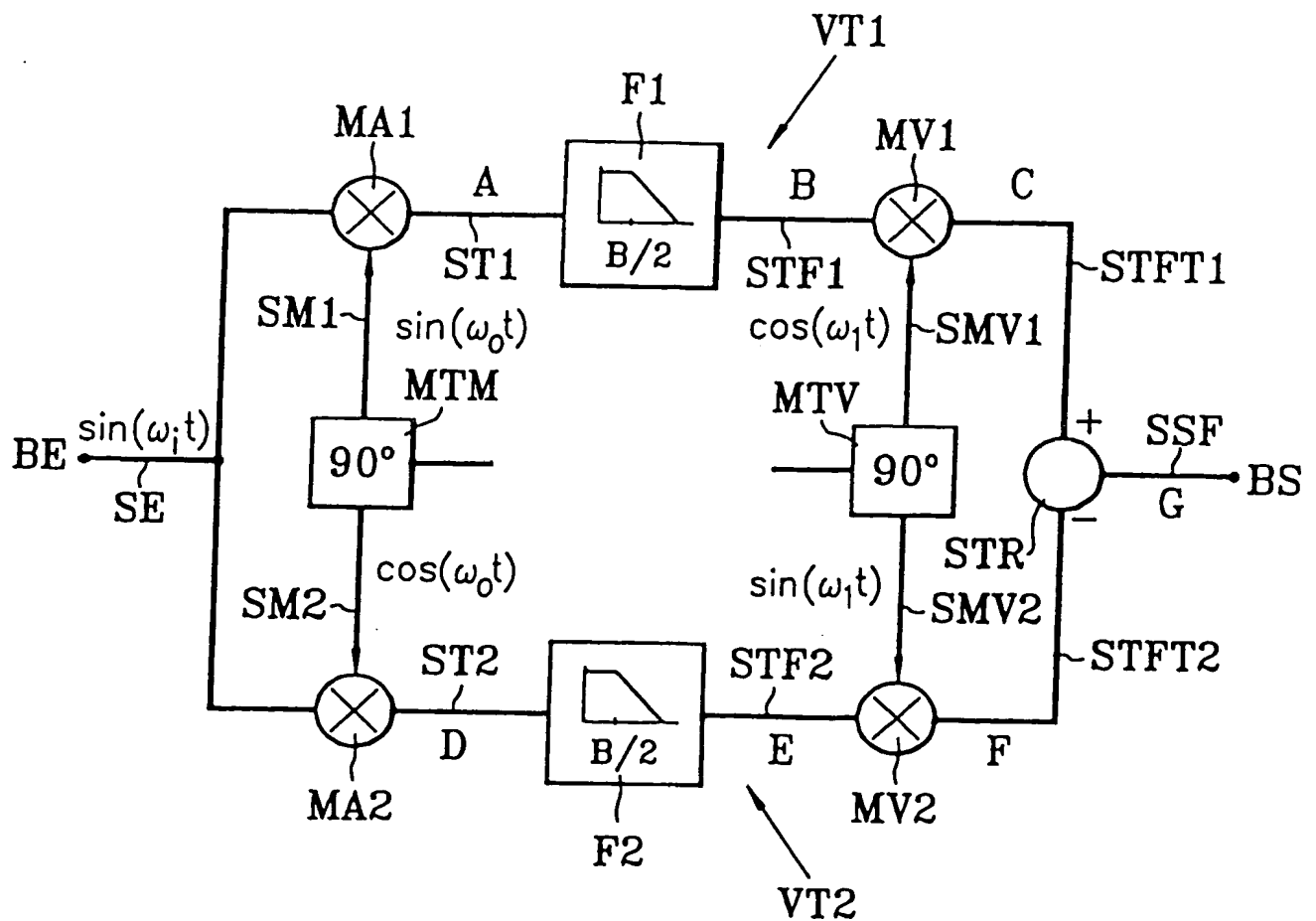
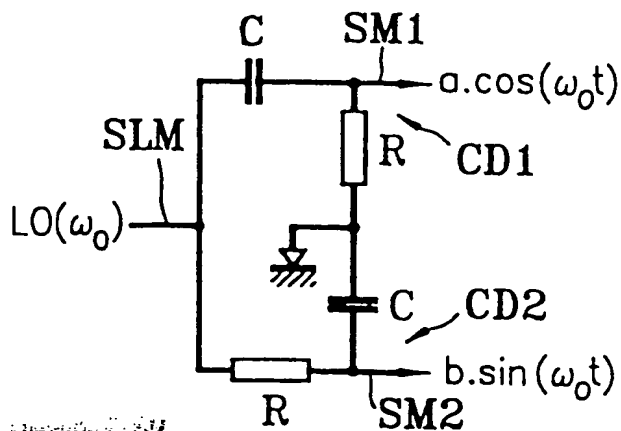
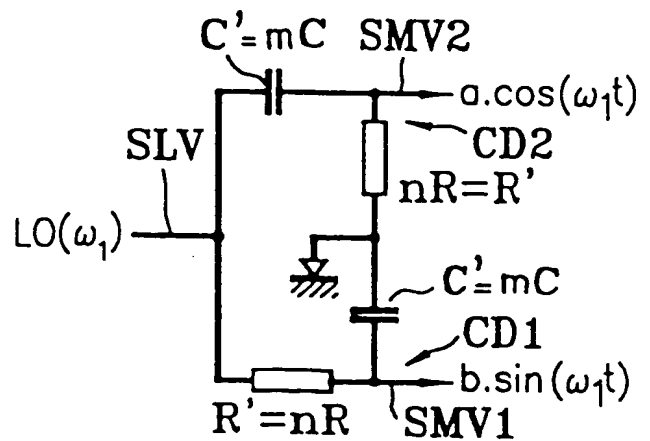


FIG. 4



$$\omega_{c1} = 1/RC = \omega_0$$

FIG. 5



$$\omega_{c2} = 1/nRC' = \omega_1$$

ORIGINAL